

구형 유전체 공진 안테나의 해석과 설계

김 원 루* · 이 권 익* · 홍 성 옥** · 김 흥 수***

Analysis and Design of Rectangular Dielectric Resonant Antenna

Won-Ryul Kim*, Kwoun-Ig Lee*, Seong-Wook Hong** and Heung-Soo Kim***

ABSTRACT

In this paper, the rectangular dielectric resonant antenna(DRA) in the microstrip slot feed line is analyzed. Microstrip slot feed line parameters are calculated and then the microstrip slot feed line is designed by using the parameters. Also the rectangular DRA having a value of $\epsilon_r=37.84$ is invented for the transmission frequency bandwidth in the range of 2.37GHz to 2.40GHz for WLL(Wireless Local Loop) base station. The result showed that the return loss was about -42dB and that radiation pattern was similar to magnetic dipole's. The resonant frequency of simulation result of rectangular DRA which was designed with the value of $\epsilon_r=37.84$ was obtained an error of less than 3 percent in comparison with the theoretical resonant frequency.

Key words : Rectangular dielectric resonant antenna, resonant frequency

1. 서 론

유전체 공진 안테나(DRA-Dielectric Resonator Antenna)는 구형(rectangular)과 원통형(cylindrical), 그리고 구면(spherical) 유전체를 방사체로 사용해 왔다. 유전체 공진 안테나는 크기가 작고, 구조가 간단하며, 높은 방사효율을 갖고, MIC(Microwave Integrated

Circuit)와의 호환성이 우수한 것 외에 다른 공진 모드를 사용하여 방사패턴을 제어할 수 있다는 장점이 있다. 또한, 사용 주파수가 높을수록 다른 종류의 안테나보다 크기를 더욱 줄일 수 있으므로 통신기기들의 소형화 추세에 부응할 수 있다. 유전체가 삽입된 공진기는 높은 Q값과 적은 손실 때문에 주파수가 안정화된 오실레이터나 필터 등에 응용되며, 근래에는 초전도박막과 결합하여 아주 높은 Q값을 갖는 소자를 적용함으로써 이동 통신이나 위성통신을 위한 기지국 등에 응용되고 있다.

프로브와 루프의 방사 저항을 향상시키기 위한 높은 유전율을 갖는 유전체 공진기(DR-Dielectric Resonator)의 사용은 Sager와 Tisi에 의해 처음으로

* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

** 제주대학교 정보통신연구소

Res. Inst. of Information & Telecommunication, Cheju Nat'l Univ.

*** 제주대학교 통신컴퓨터공학부, 산업기술연구소

Faculty of Telecommunication and Computer Eng., Res. Inst. Ind. Tech., Cheju Nat'l Univ.

제안되었다. 그리고 체계적인 실험연구는 Long 등에 의해 이루어졌다¹⁾. 이후로 구면²⁾, 구형³⁾, 원통형⁴⁾ 등과 같은 다양한 형태의 DRA에 대한 이론적, 실험적 연구는 많은 연구자들에 의해 이루어지고 있다. 그러나 구형 모양에 대한 연구는 상대적으로 구면이나 원통형보다는 적은 실정이다. Okaya와 Barash는 최초로 구형 유전체 공진기를 해석하였다. 축퇴 모드는 교차편파 크기를 증가시키기 때문에 안테나 특성을 제한하는 역할을 한다. 구형 유전체 공진 안테나는 세 면의 크기와 급전 위치를 적절히 선택함으로써 축퇴(degeneracy) 모드를 억제할 수 있다. DRA의 대역폭은 두 축의 비율에 달려 있기 때문에 구형 유전체 공진 안테나는 대역폭 조절의 부분에서 다른 모양보다는 더 유연성을 갖는다.

급전 방법에는 동축 프로브²⁾와 다이렉트 마이크로스트립⁴⁾ 그리고 마이크로스트립 슬롯⁵⁾ 등이 있다. 프로브 급전 방법은 서로 다른 모드가 발생할 가능성이 크고 다이렉트 마이크로스트립 급전 방식은 유전율이 20보다 작을 경우에는 임계 커플링을 얻는 것이 어렵다. 슬롯과 급전선로의 스텔브를 조절하여 정합을 시키는 마이크로스트립 슬롯 급전 방식이 있다.

본 연구에서는 유전체 도파관 모델을 사용하여 공진주파수 및 Q 인자를 유도한다. 또한, 구형 유전체

공진 안테나에 마이크로스트립 슬롯 급전 방법을 적용하고 WLL 기지국 송신 주파수 대역(2.37GHz~2.40GHz)에서 2.38GHz의 공진주파수에 대하여 유전율이 37.84인 구형 유전체 공진 안테나를 설계하며 구형 유전체 공진 안테나의 공진 주파수에 대한 이론적 결과와 시뮬레이션 결과를 비교, 분석한다.

II. 이론적인 전개

2.1. 모드와 공진 주파수

모드는 필드의 특별한 형태이다. 주어진 전자계 경계치 문제에서 파동 방정식, 맥스웰 방정식, 그리고 일반적으로 경계 조건들을 만족하는 많은 필드 형태들이 존재하게 되는데 서로 다른 모든 필드 형태를 보통 모드라 말한다.

Fig. 1은 유전체 안테나를 슬롯 위에 위치시켜 급전을 하는 형태이다. 기판 위에는 슬롯이 있는 접지판이 있고 기판 아래는 급전 선로가 놓여있다. Fig. 1에서 a와 b와 d는 구형 DRA의 치수, f_L 은 급전선로의 길이, w_m 은 급전선로의 폭, L_s 는 슬롯의 길이, w_s 는 슬롯의 폭, S_L 는 급전선로의 끝부분에서

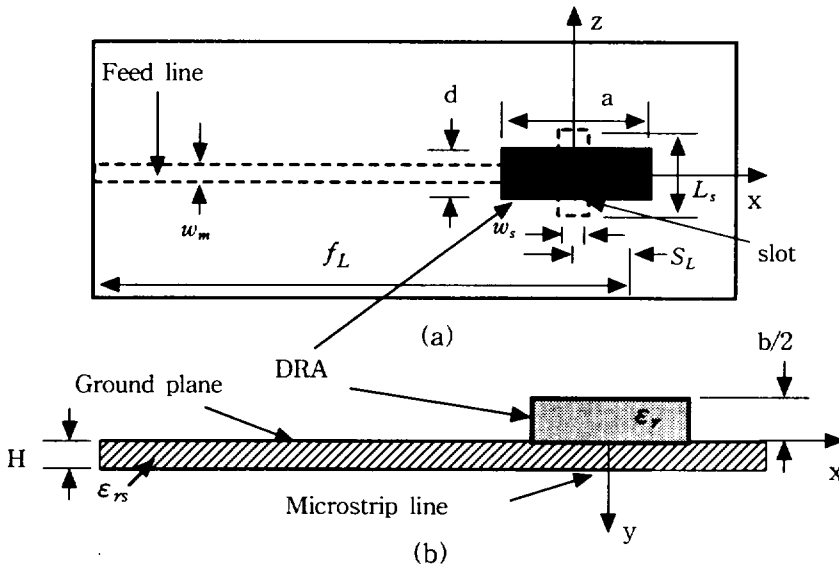


Fig. 1 Microstrip-slot excitation of TE_{111}^z mode of a rectangular DRA

슬롯의 중심까지의 스텐브 길이, H 는 기관의 두께, ϵ_r 은 DRA의 유전율, ϵ_{rs} 는 기관의 유전율이다. 구형 유전체 공진 안테나의 필드를 해석하기 위해 직각 좌표계를 사용하였다. 파동방정식에서 자기 포텐셜 F_z 의 해를 구하면 다음과 같다.

$$F_z = A \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (1)$$

여기서 A 는 임의의 상수이고 k_x, k_y, k_z 는 유전체 공진기 안에서 각각 x, y, z 방향에 따른 파수이다. TE^x, TE^y 모드의 해석은 TE^z 와 유사하다⁶⁾. 자기 포텐셜 식(1)을 맥스웰 방정식에 대입하여 각 방향으로의 필드를 구하면 다음과 같다.

$$H_x = \frac{(k_x^2 + k_y^2)}{j\omega\mu\epsilon} A \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2a)$$

$$H_x = \frac{(k_x k_z)}{j\omega\mu\epsilon} A \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2b)$$

$$H_y = \frac{(k_y k_z)}{j\omega\mu\epsilon} A \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2c)$$

$$E_x = A \frac{1}{\epsilon} k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2d)$$

$$E_y = -A \frac{1}{\epsilon} k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2e)$$

$$E_z = 0 \quad (2f)$$

구형 DRA의 $|x| = \frac{a}{2}, |y| = \frac{b}{2}$ 표면에 $E \cdot n = 0$ 라는 경계 조건을 적용하여 k_x 와 k_y 를 구하면 다음과 같다.

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (3a)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (3b)$$

식(3a)와 식(3b)에서 최저 차수에 대한 파수 k_x 와 k_y 는 다음과 같다.

$$k_x = \frac{\pi}{a}, \quad k_y = \frac{\pi}{b} \quad (4)$$

그리고 유전체 도파관 모델을 사용함으로써 식(5)와 같이 파수 k_z 에 대한 초월함수를 다음과 같이 유도

할 수 있다.

$$k_z \tan(k_z d/2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_x^2} \quad (5)$$

또한, 파수 k_x, k_y, k_z, k_0 의 관계식은 다음과 같다.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2 \quad (6)$$

k_0 는 공진 주파수에 일치하는 자유공간의 파수이다. 이원 2차 방정식인 식(5)와 식(6)의 k_0 와 k_x 에 대한 해를 Fig. 2에 나타내었다.

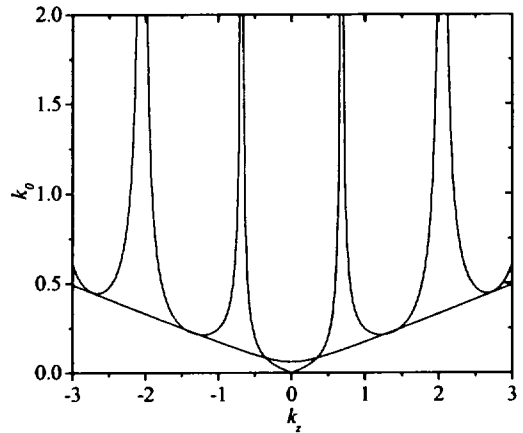


Fig. 2 Graphical solution of the transcendental equation
($a = b = 9.31\text{mm}, d = 4.6\text{mm}, \epsilon_r = 37.84$)

m 또는 n 이 0일 때는 TE 모드가 감쇄 모드가 되기 때문에 제외한다. 그러므로 최저차 모드는 TE_{111}^z 모드로 결정된다.

2.2. 방사 Q factor

DRA의 방사 Q factor(Q_{rad} - radiation Q factor)는 DRA에 의해 전체 저장된 에너지와 방사 전력을 구함으로써 다음과 같이 결정할 수 있다⁷⁾.

$$\begin{aligned} Q_{rad} &= \omega_0 \frac{\text{stored energy}}{\text{dissipated power}} = \omega_0 \frac{W_t}{P_{rad}} \\ &= \omega_0 \frac{W_e + W_m}{P_{rad}} = \omega_0 \frac{2W_e}{P_{rad}} = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{rad}} \quad (7) \end{aligned}$$

TE_{111}^* 모드에서 DRA는 모멘트 \vec{P}_m 의 자기 다이폴처럼 방사된다.

$$\vec{P}_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{R} \times \vec{J}_p dv \quad (8)$$

여기서 \vec{R} 은 원점으로부터의 벡터이고 V 는 DRA의 체적이다. $\vec{J}_p = j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)\vec{E}$ 는 체적 분극 전류밀도이고 \vec{E} 는 공진기 내에서의 전계 밀도이다. 전계에 대한 표현식은 식(2d)~식(2f)이다. 여기서 식(8)에 \vec{J}_p 를 대입하면 \vec{P}_m 은 다음과 같다.

$$\vec{P}_m = -\frac{j8A\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)}{k_x k_y k_z} \sin\left(\frac{k_z d}{2}\right) \vec{a}_z \quad (9)$$

모멘트 \vec{P}_m 에 의한 방사 전력은 식(10)과 같다.

$$P_{rad} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (10)$$

저장된 전기 에너지는 공진기 내의 필드가 식(2d)~식(2f)로 알려져 있기 때문에 이것으로 계산될 수 있다. 저장된 전기 에너지의 표현은 다음식과 같다.

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b d A^2}{32} \left(1 + \frac{\sin k_z d}{k_z d}\right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (11)$$

k_z 값은 모드와 공진기의 치수가 일정하다면 ϵ_r 값이 증가됨에 따라 제한된 값에 접근한다. 그러므로 식(6)에서 DRA의 공진 주파수는 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ 에 비례한다. 또한 Q_{rad} 과 $\sqrt[3]{\epsilon_r}$ 의 관계식은 다음과 같다⁷⁾.

$$Q_{rad} \propto \sqrt[3]{\epsilon_r} \quad (12)$$

TE_{111}^* , TE_{111}^* 의 다른 필드들은 TE_{111}^* 모드에서와 동일한 방법으로 결정할 수 있다.

III. 마이크로스트립 슬롯 급전 방법

DRA 여기의 마이크로스트립 슬롯 방법은 Fig. 1에 보여졌다. 이 DRA는 마이크로스트립 전송선로의 접지 평면에 부식된 좁은 슬롯 위에 위치시킨다. DRA

가 슬롯에 대해 대칭적이라면 DRA의 TE_{111}^* 모드는 여기된다. DRA와 슬롯 사이의 커플링은 슬롯의 길이로 조절할 수 있다. DRA의 위치를 슬롯에 대해 x 나 z 축에서 단방향이나 혹은 양방향으로 움직일 때도 커플링이 변화된다. 슬롯에 대해 DRA의 위치를 조절함으로써 DRA의 다른 모드들이 여기될 수 있다. 슬롯에 대해 d 치수가 대칭적이라면 TE_{111}^* 가 여기된다. 만약 DRA의 a 치수가 슬롯에 평행이라면 DRA에 TE_{111}^* 모드가 여기된다. 그러나 DRA가 슬롯과 평행이 아니라면 DRA의 TE_{111}^* 와 TE_{111}^* 가 여기된다. 이런 두 모드의 공진주파수가 서로 다를 때 이중편파 또는 원형편파 안테나가 단일 급전에서 일어남을 의미한다.

IV. 마이크로스트립 슬롯 급전 파라미터

WLL 기지국 송신용 대역에서 공진주파수를 2.38GHz로 설계를 하기 위하여 마이크로스트립 기판을 설계^{8,9)}하는 식을 식(13)~식(19)로 나타내었다. 먼저 급전선로의 폭 w_m 을 결정하기 위해 식(13)~식(18)을 사용한다. $Z_0 > [44 - 2\epsilon_r]$ 인 조건의 좁은 선로에서 급전선로의 폭을 구하는 식은 다음과 같다.

$$\frac{w_m}{H} = \left[\frac{e^h}{8} - \frac{1}{4e^h} \right]^{-1} \quad (13)$$

$$h = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2(\epsilon_r + 1)} \left[\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right]^{-2} \quad (14)$$

여기서 H 는 기판의 두께이고 ϵ_r 는 기판의 유전율이다. 만약 $Z_0 > [63 - 2\epsilon_r]$ 일 때 ϵ_r 에 대한 유효 유전율 ϵ_{eff} 는 다음과 같이 쓴다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left[\frac{\epsilon_r - 1}{2h(\epsilon_r + 1)} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]^{-2} \quad (15)$$

만약 $Z_0 < [63 - 2\epsilon_r]$ 일 때 ϵ_{eff} 는 다음과 같다.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r}{0.96 + \epsilon_r(0.109 - 0.004\epsilon_r)[\log(10 + Z_0) - 1]} \quad (16)$$

$Z_0 < [44 - 2\epsilon_r]$ 인 조건인 넓은 선로에서 급전선로의 폭을 구하는 식은 다음과 같다.

$$\frac{w_m}{H} = \frac{2}{\pi} [(D-1) - \ln(2D-1)] + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi\epsilon_r} \left[\ln(D-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right] \quad (17)$$

$$D = \frac{59.95\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (18)$$

급전선로의 길이를 구하는 식은 식(19)로 주어졌다.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (19)$$

여기서, λ 는 선로에서의 파장, λ_0 는 자유공간에서의 파장이다. 식(19)-식(23)으로부터 전체 급전선로의 길이를 $3\lambda/4$ 로 계산하고 슬롯은 급전 선로 끝에서 $\lambda/4$ 에 위치시킨다. 기판의 유전율이 10.2일 때 슬롯의 길이는 $0.074\lambda_0$ 로 설계한다. 그리고 슬롯의 폭은 최대 커플링을 얻기 위해 작게 설계하는데 약 슬롯 길이의 $1/10$ 로 한다. 스테브 길이 S_L 과 슬롯의 길이

L_S 의 변화는 임피던스에 영향을 미친다. 스미스 차트 상에서 스테브의 길이를 길게 하면 임피던스의 궤적이 시계 방향으로 레지스턴스 원을 따라 회전한다. 스테브 길이를 원하는 주파수에서 임피던스 값이 순실수가 되도록 조절한다. 슬롯의 길이를 길게 했을 경우에 임피던스 궤적은 오른쪽으로 이동을 한다. 스테브와 슬롯으로 임피던스와 리액턴스의 값을 변화시키므로서 50Ω 에 정합 시킬 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과 및 고찰

마이크로스트립 슬롯으로 급전된 유전체 공진 안테나의 공진주파수에 대한 몇가지 이론값과 시뮬레이션의 결과값을 Table 1에 나타냈다. 그리고 설계된 마이크로스트립 슬롯 급전 파라미터를 Table 2에 나타냈다. 설계된 마이크로스트립 급전 파라미터를 이용하여 유전체 치수에 따른 공진주파수와 안테나 방사 패턴의 결과를 비교 분석한다.

Table 1에서 유전율 값이 동일한 DRA의 치수 변화에 따른 공진 주파수를 계산한 결과 이론적인 공진 주파수와 시뮬레이션의 값은 약 3%보다 작은 오차를 확인할 수 있었다.

마이크로스트립 슬롯 급전부의 파라미터 값을 식 (13)~식(19)으로부터 구한 후 50Ω 에 정합시키기 위

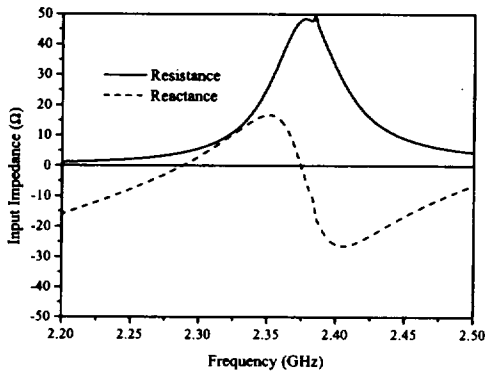
Table 1. Theoretical and simulate resonant frequencies of TE_{111}^z mode of microstrip slot coupled rectangular DRA

ϵ_r	a (mm)	b/2 (mm)	d (mm)	Resonant Frequency (GHz)		Error(%)
				Theory	Simulation	
37.84	8.77	3.51	8.77	4.88	4.78	2.05
37.84	9.31	4.60	9.31	4.15	4.21	1.45
37.84	8.60	8.60	2.58	5.07	5.19	2.37
37.84	8.77	8.77	3.51	4.52	4.50	0.44

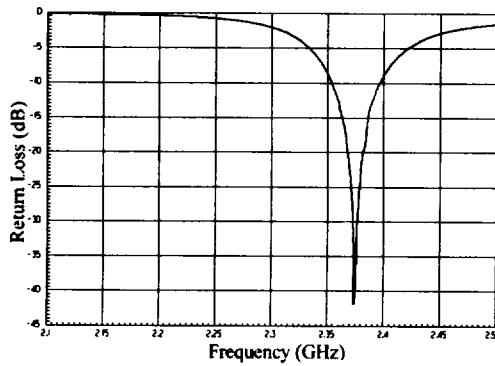
Table 2. Parameters of microstrip slot feed line DRA : a=18mm, b/2=8.675mm, d=10mm. $\epsilon_r=37.84$

Parameters	Height H	Permittivity ϵ_r	Slot Length L_S	Slot Width w_s	Stub Length S_L	Feed Line Length f_L	Feed Line Width w_m
value	1.6mm	10.2	8.95mm	0.93mm	4.5mm	31.68mm	1.5mm

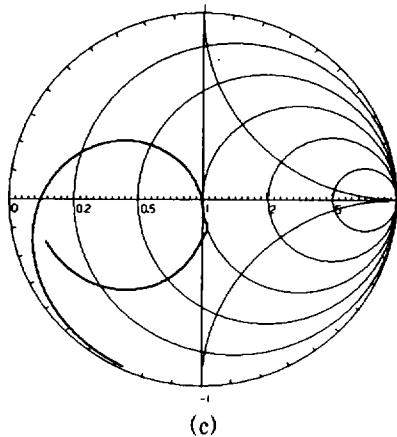
해 조정된 결과 값들을 Table 2에 나타내었다.



(a)

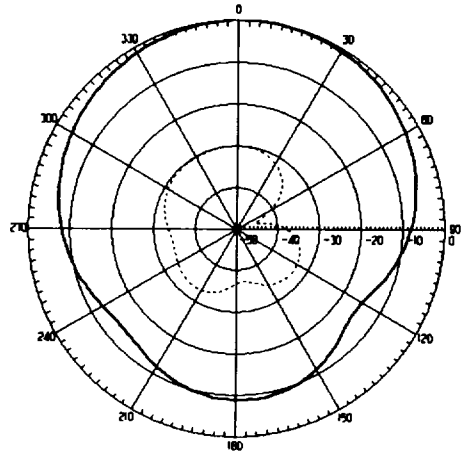


(b)

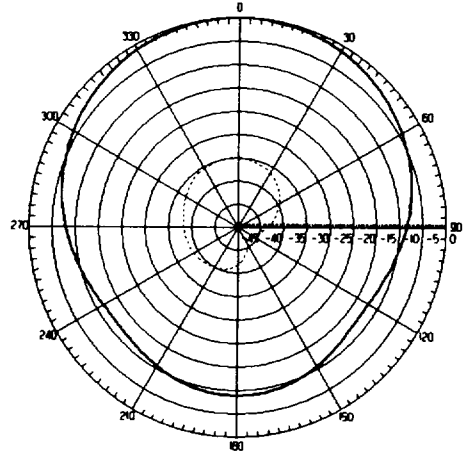


(c)

Fig. 3 The result of simulation designed using Table 2. (a) Input impedance (b) Return loss (c) Smith chart



(a)



(b)

Fig. 4 Radiation pattern of simulation result designed using Table 2. : (a) E(xy)-plane radiation pattern (b) H(yz)-plane radiation pattern (— co-pol - - - cross-pol)

Fig. 3은 Table 2에 주어진 급전부와 구형 DRA의 파라미터를 이용하여 설계한 결과를 나타낸 것이다. 정합을 시키기 위해서는 마이크로스트립 슬롯 급전 파라미터에서 슬롯의 길이와 스티브 길이를 조절한다. 반사 손실이 약 -42dB 정도로서 좋은 특성을 갖게 됨을 확인할 수 있다. Fig. 4는 주편파(co-pol)와 교차편파(cross-pol)를 E 평면과 H 평면에 나타낸 것이다. 주편파와 교차편파의 차가 -20dB 이하로 좋은

방사 패턴 특성을 확인할 수 있다. Fig. 4의 방사 패턴은 자기 다이폴에 의한 방사패턴과 유사하게 나타남을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 연구에서는 구형 유전체 공진 안테나를 해석하고 설계하였다. 유전율이 37.84인 유전체를 선택하여 서로 다른 크기에 대한 이론적인 공진주파수와 시뮬레이션 값들을 비교, 분석하였다. 그 결과 이론적인 공진주파수와 시뮬레이션 값이 약 3%보다 작은 오차를 갖음을 확인하였고 공진주파수가 유전체의 크기에 따라 천이 되는 것을 확인할 수 있었다. 또한 본 연구에서는 마이크로스트립 슬롯 급전방법으로 WLL 기지국 송신 주파수 대역(2.37GHz~2.40GHz)에서 2.38GHz의 공진주파수에 대하여 유전율이 37.84인 구형 유전체 공진 안테나를 설계하여 구형 유전체 공진 안테나의 공진 주파수에 대한 이론적인 결과와 시뮬레이션 결과를 비교, 분석하였다. 방사패턴은 자기 다이폴에 의한 방사 패턴과 유사한 결과를 확인할 수 있었고 약 -42dB 정도의 양호한 반사 손실을 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- 1) Long, S.A., Mcallister, M., and Shen, L.C., 1983, The resonant cylindrical cavity antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-31, pp.406-412.
- 2) Leung, K.W., Luk, K.M., Lai, K.Y.A., and Lin, D., 1993, Theory and experiment of a coaxial probe fed hemispherical dielectric resonator antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 41, pp.1390-1398.
- 3) Esselle, Karu P., 1996, A low-profile rectangular dielectric resonator antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 44, pp.1296-1297.
- 4) Leung, K.W., Chow, K.Y., Luk, K.M., and Yung, E.K.N., 1997, Low-profile circular disk DR antenna of very high permittivity excited by a microstripline. *Electron. Lett.*, Vol. 33, No.12, 5th.
- 5) Leung, K.W., Chen, Z.N., Luk, K.M., and Yung, E.K.N., 1999, On the aperture-coupled dielectric resonator antenna using a thick ground plane. *IEEE Antennas and Propagat.*, Vol. 4, pp. 2792-2795.
- 6) Balanis, Constantine A., 1989, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, pp.254-276.
- 7) Bladel, J. Van, 1975, On the resonances of a dielectric resonator of very high permittivity. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-23, pp.199-208.
- 8) Sainati, Robert A., 1996, *Cad of Microstrip Antennas for Wireless Applications*, Artech House, pp. 21-97.
- 9) Trinogga, L.A., Kaizhou, G., Hunter, I.C., 1991, *Practical Microstrip Circuit Design*, Ellis Horwood, pp.21-34.